第 49 卷 第 2 期：831-839 高电压技术 Vol.49, No.2: 831-839
2023 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20220364

基于自适应模型预测控制的光储虚拟同步机平滑并网策略

王开让[1]，赵一名[1]，孟建辉[2]，赵鹏飞[2]，刘　迪[1]，黄贤淼[1]
（1. 国网冀北电力有限公司电力科学研究院，北京 100045;
2. 华北电力大学新能源电力系统国家重点实验室，保定 071003）

摘　要：基于虚拟同步发电机(virtual synchronous generator，VSG)控制的光伏−储能单元可工作在孤岛及并网两种模式，孤岛转并网运行时，由于传统控制精度差而存在电压电流冲击问题，且因为频率和相角间的相互耦合，在预同步过程中会产生较大频率的波动。为此，提出了一种针对光储虚拟同步发电机单元在上述模式切换过程中的自适应模型预测控制(adaptive-model predictive control，A-MPC)方法，在采用更为精确的模型预测控制(model predictive control，MPC)策略的基础上，引入切换过程中频率变化量对 MPC 的加权系数进行自适应调整，较好地改善了基于 VSG 控制的换流器在预同步过程和运行模式切换过程中的动态响应。最后，通过搭建控制器级硬件在环仿真实验，验证了所提控制策略可以更好地减小孤岛转并网过程中的电压电流冲击。

关键词：光伏−储能单元；虚拟同步发电机；平滑并网；频率动态特性；自适应模型预测控制

Smooth Grid-connected Strategy for Photovoltaic-storage Virtual Synchronous Generator Based on Adaptive Model Predictive Control

WANG Kairang[1], ZHAO Yiming[1], MENG Jianhui[2], ZHAO Pengfei[2], LIU Di[1], HUANG Xianmiao[1]
(1. State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Beijing 100045, China; 2. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: The photovoltaic-storage unit based on virtual synchronous generator (VSG) control can operate in islanding and grid-connected modes. When the islanding mode is transferred to the grid-connected mode, there is a voltage and current inrush problem due to the poor traditional control accuracy. For the reason of the mutual coupling between the frequency and the phase angle, a large frequency fluctuation will occur during the pre-synchronization process. Therefore, this paper proposes an adaptive-model predictive control (A-MPC) method for the photovoltaic-storage virtual synchronous generator unit in the above-mentioned mode switching process. Since adopting a more accurate model predictive control (MPC) strategy, the frequency variation during the switching process is introduced to adjust the weighting coefficient of the MPC adaptively. The proposed A-MPC can improve the dynamic response of VSG-controlled converters in the pre-synchronization process and the mode switching process. Finally, a controller-level hardware-in-the-loop simulation experiment platform is built, and the results show that the surge voltage and current during the modes switching process can be limited when adopting the proposed control strategy.

Key words: photovoltaic-storage unit; VSG; smooth grid connection; frequency dynamics characteristic; adaptive model predictive control

0　引言

近年来，清洁能源替代化石能源已经成为未来电力系统发展的重要趋势，其中储量尤为丰富的光伏发电受到了广泛的关注[1-3]。由于光伏并网时需采用电力电子装置，因此其大量接入电网时会降低系统整体的惯量水平，从而影响系统的稳定性。为此，可通过配备储能装置组成光储单元实现协同出力[4-5]，并采用虚拟同步发电机(virtual synchronous generator，VSG)控制来增强系统的惯性[6-7]，进而提升新型电力系统的频率和电压稳定性。

VSG 控制模拟了同步发电机的转子运动特性，可以主动地建立频率电压信号，既具有孤岛运行下

基金资助项目：国家电网有限公司总部科技项目(5419-202114240A-0-0-00)。
Project supported by the Science and Technology Program of SGCC (5419-202114240A-0-0-00).

单机带负荷的能力，又可以并网运行[8-9]。但在孤岛转入并网过程中，由于传统控制精度不足的问题，通常会产生较大的电压和电流冲击，从而威胁设备的安全稳定运行。为此，需要平滑切换控制策略来保证系统的稳定运行。针对平滑并网，文献[10]采用 *U*/*f*(电压/频率)控制和 *P*/*Q*(有功/无功)控制切换的方式，引入电流补偿来减小切换控制策略前后的暂态冲击，但要求较高的孤岛检测技术，且在开关切换时可能会产生电压电流扰动等问题；针对该问题也可采用 VSG 控制或下垂控制向 *P*/*Q* 控制切换的方式，通过控制电流环指令，保证控制模式切换时内环参数的一致，从而实现平滑切换的效果，但并网后采用 *P*/*Q* 控制，会使得系统惯性减小，从而影响系统的动态调节能力[11-13]。此外，也可仅采用下垂控制，设计控制器进行预同步操作，但由于缺乏惯性和阻尼，因此预同步过程中电压和频率稳定难以得到较好的控制[14-15]。与下垂控制相比，VSG 控制可以更好地补偿系统惯性的缺失，优化频率动态响应特性，因此可以采用 VSG 控制，通过比例积分(proportional integral, PI)调节实现预同步控制。但是，该方式存在精度差、控制滞后的问题，并网时仍然可能会因预同步存在误差而产生严重的电压、电流冲击问题，且频率和电压相角相互影响，缺乏统一的控制策略，因此在预同步过程中频率易产生较大波动[16-17]。

模型预测控制(model predictive control, MPC)因其响应速度快、精度高，且可以较好地处理多约束条件等优势，近年来在新能源换流器控制方面也得到了广泛应用[18]。文献[19]提出了一种基于 MPC 的频率控制策略，通过 MPC 中的滚动优化计算有功输入增量来进行调节。文献[20]进一步构建了转子角频率和转矩之间的反馈通道，实现了对频率偏差的实时补偿，控制效果均优于 PI 控制。文献[21]提出了一种基于 MPC 的风储联合系统一次频率控制策略，实现了功率的优化分配以及较好的经济性。目前，MPC 在并网频率控制方面应用的研究较多，但针对解决基于 VSG 控制的光储单元从孤岛模式平滑切换到并网模式的问题鲜有研究。

针对基于 VSG 控制的光储单元从孤岛转并网模式切换过程中，由于传统 PI 控制精度较差而产生的电压电流冲击问题，以及因频率和相角相互耦合而带来的预同步过程中频率波动较大的问题，本文采用更为精确的模型预测控制，以频率差值和相角差值为目标函数，并引入频率变化量对加权系数进行自适应调节，进而提出了一种基于自适应模型预测控制的光储虚拟同步发电机平滑切换策略。最后，通过控制器级硬件在环仿真实验，对本文所提控制策略的有效性和优越性进行了验证。

1 基于 VSG 控制的光储换流器拓扑及控制

1.1 基于 VSG 控制的光储换流器拓扑

本文以含光伏−蓄电池发电单元的 5 端系统为研究对象，系统拓扑结构如图 1 所示，包括光储单元、调频机组 SG1、恒功率机组 SG2 以及恒定功率交流负载 P_{L1} 和 P_{L2}。断路器 CB 断开时，光储单元处于孤岛模式，单独带负荷 P_{L1} 运行，同时 SG1 和 SG2 作为整体共同带负荷 P_{L2} 运行。光伏和蓄电池首先经各自的 DC-DC 换流器汇集到直流母线，进而通过 DC-AC 逆变器实现并网，其中蓄电池的 DC 主要维持系统直流电压稳定，VSG 控制则应用到逆变器上。当基于 VSG 控制的光储单元由孤岛模式转向并网模式时，应首先采取预同步策略，使 CB 两侧的频率、相角和电压达到并网要求，再闭合 CB，实现平滑并网的整个过程。

1.2 基于 VSG 的光储换流器控制原理

1.2.1 频率控制

VSG 控制下，将同步发电机的数学模型引入到逆变器的控制策略当中，使逆变器表现出同步发电机的特性，以此来提高电力系统的稳定性。VSG 机械特性控制方程如下[22]

$$\begin{cases} 2H\dfrac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\dfrac{P_{\mathrm{m}}}{\omega}-\dfrac{P_{\mathrm{e}}}{\omega}-D(\omega-\omega_0) \\ \dfrac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}=\omega \end{cases} \tag{1}$$

式中：H 为虚拟转动惯量，为系统提供惯性支撑；D 为阻尼系数，模拟同步发电机的阻尼振荡特性；P_{m}、P_{e} 分别为变流器的机械功率和电磁功率；ω 表示变流器输出的虚拟角速度；ω_0 为额定角速度；φ 表示电压的相位角。

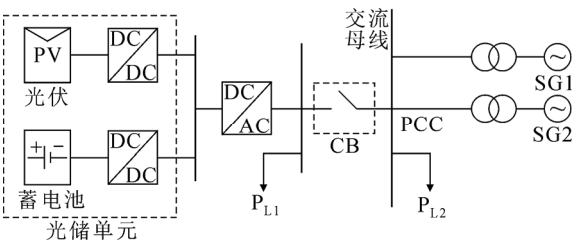


图 1 含光储单元的系统拓扑

Fig.1 System topology with optical storage unit

为模拟同步发电机的一次调频特性，在 VSG 控制中加入有功−频率下垂控制方程，同时引入积分项以达到系统频率无差调节的目的，方程为

$$P_{\mathrm{m}} = P_0 + (m_\omega + \frac{k_{\mathrm{i}\omega}}{s})(\omega_0 - \omega) \tag{2}$$

式中：P_0 为机械功率给定值；m_ω 为一次调频系数；$k_{\mathrm{i}\omega}$ 为积分系数。

联立式(1)、式(2)可得

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta P} = \frac{1}{\omega_0}\frac{s}{2Hs^2 + (D + m_\omega)s + k_{\mathrm{i}\omega}} \tag{3}$$

由终值定理可以得出，当有功功率变化，时间趋于无穷时，有

$$\Delta\omega(\infty) = \lim_{s\to 0} s\frac{\Delta P}{s}\frac{1}{\omega_0}\frac{s}{2Hs^2 + (D + m_\omega)s + k_{\mathrm{i}\omega}} = 0 \tag{4}$$

可以看出在加入积分环节后，当系统发生有功扰动时可以实现频率的无差控制。

1.2.2　电压控制

本文中，VSG 的调压部分采用自动电压调节(automatic voltage regulator，AVR)控制。VSG 的三相电压由式(5)给出。

$$\begin{cases} U_{\mathrm{a}}^* = 2\omega M_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{f}} \sin\varphi \\ U_{\mathrm{b}}^* = 2\omega M_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{f}} \sin(\varphi - \dfrac{2\pi}{3}) \\ U_{\mathrm{c}}^* = 2\omega M_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{f}} \sin(\varphi - \dfrac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{5}$$

式中：U_{a}^*、U_{b}^*、U_{c}^* 为三相参考电压值；M_{f} 代表 VSG 的虚拟互感；i_{f} 表示 VSG 的虚拟励磁电流。通过对 i_{f} 进行 PI 控制从而实现对交流电压的调节，其方程为

$$i_{\mathrm{f}} = \frac{k_{\mathrm{p}}}{M_{\mathrm{f}}}(U_0 - \|U_{dq}\|) + \frac{k_{\mathrm{i}}}{M_{\mathrm{f}}}\int_0^t (U_0 - \|U_{dq}(\tau)\|\mathrm{d}\tau \tag{6}$$

式中：U_0 为电压设定值；$\|U_{dq}\|$为实际电压有效值；k_{p}、k_{i} 为电压控制环的比例和积分系数。

孤岛模式下 VSG 的整体控制框图如图 2 所示。在预同步过程中只需将电压设定值 U_0 改为 PCC 点电压值 U_{PCC} 即可，因此本文的重点研究内容为预同步过程中的频率控制策略，即本文所提 A-MPC 平滑切换策略。

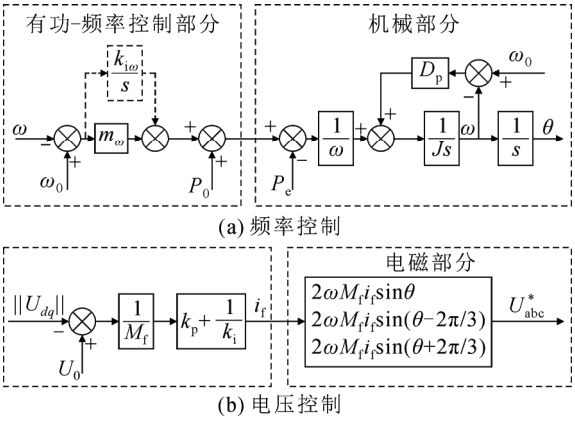
2　基于 A-MPC 的光储 VSG 换流器平滑并网策略

2.1　基于 A-MPC 的有功−频率控制

MPC 的基本原理是：通过测量系统上一时刻和当前时刻的状态值及控制量，预测未来 p 个周期内的系统状态，再根据期望值求取当前时刻的最优控制增量，最后作用于控制系统。

本文在引入模型预测控制解决光储 VSG 换流器平滑切换问题的同时，进一步对其进行改进，通过引入频率变化量对 MPC 控制中的权重系数进行自适应调整，进而提出了平滑切换效果更优的自适应模型预测控制策略，如图 3 为所提出的 A-MPC 的频率控制框图。

VSG 单元频率控制环节主要通过 A-MPC 控制器对输入功率 P_{m} 进行调节，从而实现对系统的控制。具体流程主要包括：首先，将测量值输入 A-MPC 控制器，根据实际值对控制器中的目标函数进行自适应调节以优化频率动态响应，具体实现方法在下节详细说明；其次，将预测值输入到 A-MPC 控制器中，作为参考输入；最后，结合测量值和参考值，对自适应优化后的目标函数进行求解计算，即可得出当前时刻最优有功功率输入值，再输入到 VSG 机械控制环节，就可以完成对整个 VSG 单元频率的调控。接下来主要对 A-MPC 控制器的优化设计及对优化问题的求解进行详细说明。



(a) 频率控制

(b) 电压控制

图 2　孤岛模式下 VSG 整体控制框图

Fig.2　VSG overall control block diagram under islanding mode

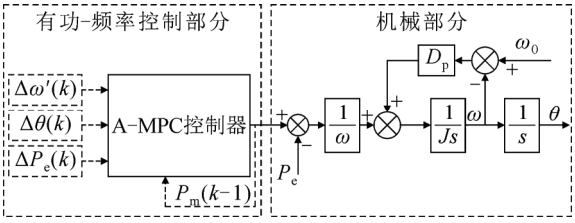


图 3　提出的基于 A-MPC 的有功−频率框图

Fig.3　The proposed active power-frequency block diagram based on A-MPC

2.2 A-MPC 控制器的优化设计及求解

2.2.1 VSG 控制下的预测方程

VSG 有功−频率方程为

$$2H\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\frac{P_\mathrm{m}}{\omega}-\frac{P_\mathrm{e}}{\omega}-D(\omega-\omega_0) \tag{7}$$

实际中，光伏发电受到的光照具有不确定性，导致其发电的功率也随之变化和波动；负荷的投切以及网侧的波动，均会对 VSG 输出功率造成影响，因此可将 P_e 设为扰动量，而对 VSG 而言，P_m 可视为输入量。

将式(7)转化为离散系统的状态空间模型，为了减少或消除静态误差，可进一步将其改写为增量形式，直接代入实际物理量得

$$\begin{cases}\Delta\omega'(k+1)=\boldsymbol{A}\Delta\omega'(k)+\boldsymbol{B}_\mathrm{u}\Delta P_\mathrm{m}(k)+\boldsymbol{B}_\mathrm{d}\Delta P_\mathrm{e}(k)\\ y_\mathrm{c}(k)=\boldsymbol{C}_\mathrm{c}\Delta\omega'(k)+y_\mathrm{c}(k-1)\end{cases} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}_\mathrm{u}$、$\boldsymbol{B}_\mathrm{d}$ 和 $\boldsymbol{C}_\mathrm{c}$ 分别表示系统的状态矩阵、输入矩阵、扰动矩阵和输出矩阵；$\omega'=\omega-\omega_0$，$\Delta\omega'$ 为状态变量增量；ΔP_m 为控制输入变量增量；ΔP_e 为干扰变量增量；y_c 为被控输出变量；T_s 为系统的采样时间。

将系统离散化后，需要预测未来 p 个周期内系统的状态，预测时域为 p，控制时域为 m。此外还需做如下假设：

1）控制时域外控制量不变，即 $\Delta P_\mathrm{m}(k+i)=0$，$i=m$，$m+1$，…，$p-1$。

2）可测干扰在 k 时刻之后不变，即 $\Delta P_\mathrm{e}(k+i)=0$，$i=1$，2，…，$p-1$，…。

设 $p=m=3$，当前时刻为 k，可以预测 $k+1$—$k+3$ 时刻的状态增量为

$$\begin{cases}\Delta\omega'(k+1|k)=\boldsymbol{A}\Delta\omega'(k)+\boldsymbol{B}_\mathrm{u}\Delta P_\mathrm{m}(k)+\boldsymbol{B}_\mathrm{d}\Delta P_\mathrm{e}(k)\\ \Delta\omega'(k+2|k)=\boldsymbol{A}^2\Delta\omega'(k)+\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{u}\Delta P_\mathrm{m}(k)+\\ \qquad\qquad\boldsymbol{B}_\mathrm{u}\Delta P_\mathrm{m}(k+1)+\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{d}\Delta P_\mathrm{e}(k)\\ \Delta\omega'(k+3|k)=\boldsymbol{A}^3\Delta\omega'(k)+\boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}_\mathrm{u}\Delta P_\mathrm{m}(k)+\\ \qquad\qquad\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{u}\Delta P_\mathrm{m}(k+1)+\boldsymbol{B}_\mathrm{u}\Delta P_\mathrm{m}(k+2)+\\ \qquad\qquad\boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}_\mathrm{d}\Delta P_\mathrm{e}(k)\end{cases} \tag{9}$$

进而预测 $k+1$—$k+3$ 时刻的被控输出为

$$\begin{cases}y_\mathrm{c}(k+1|k)=\boldsymbol{C}_\mathrm{c}\Delta\omega'(k+1|k)+y_\mathrm{c}(k)\\ y_\mathrm{c}(k+2|k)=\boldsymbol{C}_\mathrm{c}\Delta\omega'(k+2|k)+y_\mathrm{c}(k+1|k)\\ y_\mathrm{c}(k+3|k)=\boldsymbol{C}_\mathrm{c}\Delta\omega'(k+3|k)+y_\mathrm{c}(k+2|k)\end{cases} \tag{10}$$

联立式(9)和式(10)可得，对于系统未来 3 步预测输出方程为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}_3(k+1|k)=\boldsymbol{S}_\mathrm{x}\Delta\omega'(k)+\boldsymbol{S}_\mathrm{u}\Delta\boldsymbol{P}_\mathrm{M}(k)+\\ \boldsymbol{S}_\mathrm{d}\Delta P_\mathrm{e}(k)+\boldsymbol{\gamma}\omega'(k)\end{aligned} \tag{11}$$

式中：$\Delta\boldsymbol{P}_\mathrm{M}$ 为控制输入变量增量矩阵；$\boldsymbol{S}_\mathrm{x}$、$\boldsymbol{S}_\mathrm{u}$、$\boldsymbol{S}_\mathrm{d}$ 和 $\boldsymbol{\gamma}$ 为系数矩阵，其表达式分别为：

$$\Delta\boldsymbol{P}_\mathrm{M}=[\Delta P_\mathrm{m}(k)\quad\Delta P_\mathrm{m}(k+1)\quad\Delta P_\mathrm{m}(k+2)]^\mathrm{T} \tag{12}$$

$$\boldsymbol{S}_\mathrm{x}=[\boldsymbol{A}\quad\boldsymbol{A}^2+\boldsymbol{A}\quad\boldsymbol{A}^3+\boldsymbol{A}^2+\boldsymbol{A}]^\mathrm{T} \tag{13}$$

$$\boldsymbol{S}_\mathrm{u}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_\mathrm{u} & 0 & 0\\ \boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{u}+\boldsymbol{B}_\mathrm{u} & \boldsymbol{B}_\mathrm{u} & 0\\ \boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}_\mathrm{u}+\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{u}+\boldsymbol{B}_\mathrm{u} & \boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{u}+\boldsymbol{B}_\mathrm{u} & \boldsymbol{B}_\mathrm{u}\end{bmatrix} \tag{14}$$

$$\boldsymbol{S}_\mathrm{d}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{B}_\mathrm{d} & \boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{d}+\boldsymbol{B}_\mathrm{d} & \boldsymbol{A}^2\boldsymbol{B}_\mathrm{d}+\boldsymbol{A}\boldsymbol{B}_\mathrm{d}+\boldsymbol{B}_\mathrm{d}\end{bmatrix}^\mathrm{T} \tag{15}$$

$$\boldsymbol{\gamma}=[1\quad1\quad1]^\mathrm{T} \tag{16}$$

2.2.2 目标函数的选取以及自适应优化控制

目标函数的选取反映了系统稳定运行的要求，本文主要控制孤岛模式下换流器输出频率和相角等于电网的频率和相角，以达到预同步控制。

在预同步过程中，当相角差为 0 时，频率差也为 0，因此可以只选取相角差作为性能指标。而在一个离散周期 T_s 内，相角和角频率的关系可表示为

$$\frac{\varphi(k+1)-\varphi(k)}{T_\mathrm{s}}\approx\omega(k+1)=\omega'(k+1)+\omega_0 \tag{17}$$

根据式(12)分析，若仅考虑相角差减小到 0，则微电网相角 φ 会迅速趋近于电网相角 φ_g，但会使角频率 ω 产生较大波动，甚至越过安全运行界限，从而不利于系统的稳定运行，因此需要同时加入角频率差作为性能指标，目标函数为

$$\begin{aligned}J_\mathrm{m}=\sum_{i=1}^{3}(\varphi(k+i|k)-\varphi_\mathrm{g}(k+i))^2+\\ \sum_{i=1}^{3}\Gamma_{\omega i}(\omega'(k+i|k)-\omega'_\mathrm{g}(k+i))^2\end{aligned} \tag{18}$$

式中：ω_g 为电网角频率；φ_g 为电网相角；$\Gamma_{\omega i}(i=1,2,3)$ 表征在 i 时刻对 $\omega'(k+i|k)$的权重系数。

由式(17)可看出，相位角 φ 和角频率 ω 是相互影响的，为实现相角预同步，当相角减小的同时频率也会减小，反之当相角增大的同时频率也会增大；同理，为实现频率预同步，当频率减小的同时相角也会减小，反之当频率增大的同时相角也会增大。因此需要选取合适的加权系数，以处理好相角和角频率之间的耦合关系。此外，在预同步过程中既要保证相位差较快且准确地减小到 0，又要防止角频率变化过大而影响系统频率的稳定。当加权系数较小时，相位差为主要控制目标，此时相位差减小较快，但同时角频率会产生较大范围的波动，影响系统的正常稳定运行；当加权系数较大时，角频率为主要控制目标，此时频率波动范围较小，系统较为稳定，但同时会有较长的预同步时间，不利于微电

网快速恢复并网状态。因此，本文提出了一种自适应控制策略，在加权系数中引入角频率变化量来进行实时调节。

针对加权系数公式，可以采用指数函数、一次函数、二次函数以及复杂函数进行构建。其中，指数函数更加符合预同步过程中对角频率的调节需求：在角频率偏差值较大时，指数函数可以更快速地增大加权系数，加快频率的恢复，进而有利于频率的稳定；在角频率偏差较小时，指数函数随之减小，减小速度会略小于一次函数和指数函数，但也可以起到加快相位预同步的作用，同时还能尽可能保证频率的稳定。因此，本文选择指数函数来构建加权系数。具体设计方程如下

$$\Gamma_{\omega i}=k_{\Gamma}+k_{\omega}(\mathrm{e}^{|\omega'(k)-\omega'_{\mathrm{g}}(k)|}-1) \tag{19}$$

式中：k_{Γ}为加权系数初值；k_{ω}为加权调整系数。

当角速度差值较大时，加权系数较大，此时有利于频率的稳定；当角速度差值较小时，加权系数会自适应地变小，从而有利于相位预同步的快速进行。

2.2.3 具有约束的 A-MPC 优化问题求解

首先将式(17)代入式(18)，并将目标函数改写为向量形式，即

$$\begin{aligned}J_{\mathrm{m}}=&\left\|\boldsymbol{Y}_3(k+1\,|\,k)-\boldsymbol{R}_z(k+1)\right\|^2+\\&\left\|\Gamma_{\omega}(\boldsymbol{Y}_3(k+1\,|\,k)-\boldsymbol{R}_y(k+1))\right\|^2\end{aligned} \tag{20}$$

式中 $\boldsymbol{R}_z(k+1)$和 $\boldsymbol{R}_y(k+1)$分别为相位角和角速度的等效参考输入矩阵。

将式(11)代入式(20)并消去与独立变量 ΔP_{M} 无关项后，式(20)等价于

$$\tilde{J}_{\mathrm{m}}=[\Delta\boldsymbol{P}_{\mathrm{M}}(k)]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{H}\Delta\boldsymbol{P}_{\mathrm{M}}(k)-[\boldsymbol{G}(k+1\,|\,k)]^{\mathrm{T}}\Delta\boldsymbol{P}_{\mathrm{M}}(k) \tag{21}$$

式中 $\boldsymbol{H}$ 和 $\boldsymbol{G}(k+1|k)$分别为系数矩阵。

其次，将输出约束转化为 $C\boldsymbol{z}\geqslant\boldsymbol{b}$。已知

$$\boldsymbol{Y}_{\min}(k+1)\leqslant\boldsymbol{Y}_3(k+1\,|\,k)\leqslant\boldsymbol{Y}_{\max}(k+1) \tag{22}$$

式中 $\boldsymbol{Y}_{\min}(k+1)$、$\boldsymbol{Y}_{\max}(k+1)$ 分别为系统未来 3 步预测输出的最小值和最大值。

联立式(11)和式(17)得

$$\begin{bmatrix}-\boldsymbol{S}_{\mathrm{u}}\\ \boldsymbol{S}_{\mathrm{u}}\end{bmatrix}\Delta\boldsymbol{P}_{\mathrm{M}}(k)\geqslant\begin{bmatrix}\boldsymbol{S}_{\mathrm{x}}\Delta\omega'(k)+\boldsymbol{S}_{\mathrm{d}}\Delta P_{\mathrm{e}}(k)+\gamma\omega'(k)-\boldsymbol{Y}_{\max}(k+1)\\-(\boldsymbol{S}_{\mathrm{x}}\Delta\omega'(k)+\boldsymbol{S}_{\mathrm{d}}\Delta P_{\mathrm{e}}(k)+\gamma\omega'(k))+\boldsymbol{Y}_{\min}(k+1)\end{bmatrix} \tag{23}$$

联立式(21)—式(23)求得最优解 $\Delta\boldsymbol{P}_{\mathrm{M}}(k)$，并取第 1 项 $\Delta P_{\mathrm{m}}(k)$作为最优增量，再与上一时刻有功输入值求和后作用于系统。

综上，可得所提 A-MPC 控制器的流程如图 4 所示。首先计算出常系数矩阵，然后通过测量值与参考值计算出自适应权重系数以及系数矩阵，再通过输出约束最终求解得出输入功率指令从而作用于系统。同时，将当前时刻测量值反馈到 A-MPC 控制器中，为下一时刻优化计算做准备。

3 基于硬件在环仿真测试

为了验证所提策略的有效性与优越性，本文根据实验室已有设备搭建了控制器级的硬件在环测试平台，测试系统如图 5 所示，主要包括 RT-LAB 实时仿真机(OP5600)、数字信号处理(DSP)控制器、光电隔离模块、录波仪(DL850)及上位机等。本文所提出的 A-MPC 策略部署在 DSP 控制器中，通过光电隔离模块与 RT-LAB 输入端口相连，系统仿真模型及控制则直接部署在 RT-LAB 中，最后通过录波仪对实验波形进行录制。系统中涉及到的参数见表 1。本文中仿真线路的参数来源于 IEEE 9 总线测试系统，通过对 3 机 9 节点模型简化得到了本文所需仿真模型线路参数[7]。此外，在本文研究中，光储单

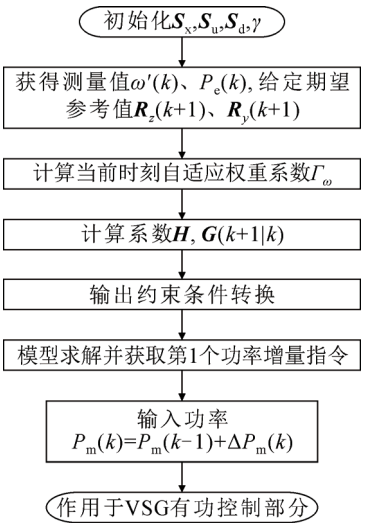


图 4 A-MPC 控制器流程图

Fig.4 A-MPC controller flow chart

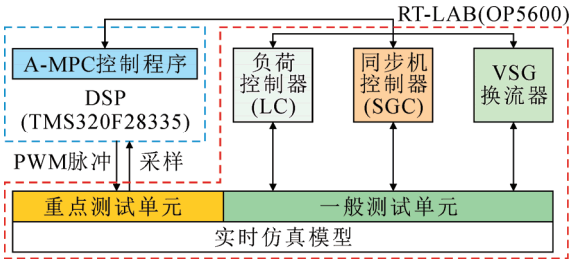


图 5 硬件在环测试系统框图

Fig.5 Hardware-in-the-loop test system diagram

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数类型	参数	数值
主电路参数	交流线路额定电压/kV	230
	滤波电感 L_f/μH	5
	寄生电阻 R_f/mΩ	1
	滤波电容 C_f/F	0.06
控制器参数	转动惯量 J/(kg·m^2)	2 026.42
	阻尼系数 D_p	101 321.18
	一次调频系数 $k_{p\omega}$	$5/\pi\times10^7$
	积分系数 $k_{i\omega}$	5×10^7
	加权系数初值 k_{I0}	130
	加权调整系数 k_ω	50

元能够稳定直流母线电压，且能够以较快的响应速度为系统提供能量，因此可以将光储单元等效为直流源，不考虑其特性对本文所提策略造成的影响。

3.1 控制参数的对比测试

3.1.1 加权系数对频率动态特性的影响

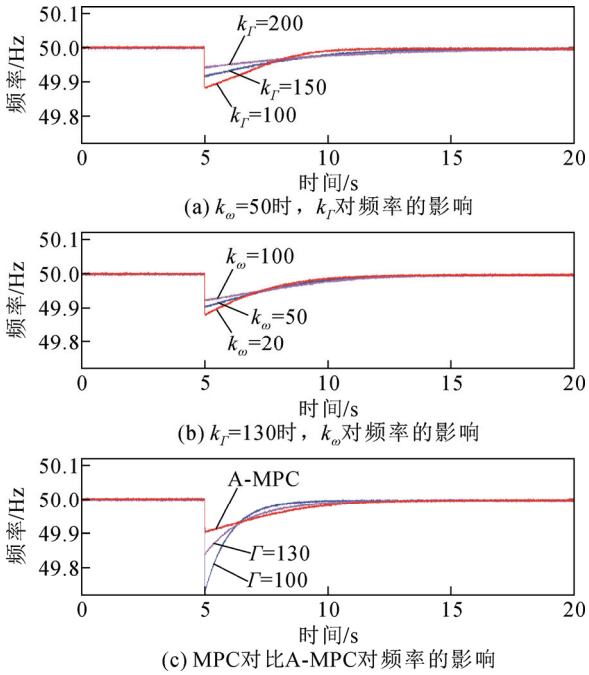
加权系数的选取会影响光储 VSG 换流器的动态性能，不同系数对系统频率的影响如图 6 所示。初始运行状态下 VSG 和 SG 各带 50 MW 负荷。5 s 时 VSG 控制切换到预同步控制策略。

由图 6 可以看出，随着 k_I 的增大，系统频率的最大偏移值会减小，但频率的恢复时间会延长；随着 k_ω 的增大，系统频率的最大偏移值会减小，但频率的恢复时间会延长。因此，k_I 和 k_ω 的规律特性基本一致，经过综合考量，本文选定改进加权系数 k_I=130，k_ω=50。图 6(c)为常规 MPC 和 A-MPC 对频率的影响对比图，可以看出经过改进加权系数后，系统频率具有较小的最大偏移值，同时也具有较为合理的恢复时间。

3.1.2 A-MPC 与不同 PI 控制参数对预同步控制效果的对比测试

为验证本文所提 A-MPC 策略相较于传统 PI 控制在预同步控制中的良好效果，选取不同 PI 参数进行对比。初始运行状态下，光储单元和同步发电机组各带 50 MW 负荷。1 s 时孤岛模式下的 VSG 控制切换到预同步控制策略。图 7 所示为 A-MPC 与 PI 控制效果对比。

由图 7 可以看出，预同步控制切换瞬间，PI 参数较小时有较小的频率偏移，但相位预同步在较长时间内无法恢复到 0。随着 PI 参数的增大，频率偏移值随之增大，但频率恢复时间随之减小，同时相位预同步出现超调。与 PI 控制对比，本文所提



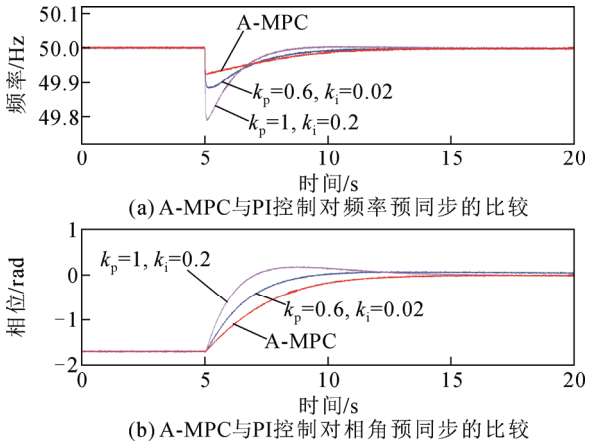
(a) k_ω=50时，k_I对频率的影响

(b) k_I=130时，k_ω对频率的影响

(c) MPC对比A-MPC对频率的影响

图 6 加权系数对频率动态特性的影响

Fig.6 Influence of weighting coefficient on frequency dynamic characteristics



(a) A-MPC与PI控制对频率预同步的比较

(b) A-MPC与PI控制对相角预同步的比较

图 7 A-MPC 与 PI 控制效果对比

Fig.7 Comparison of A-MPC and PI control effects

A-MPC 策略在频率预同步方面有较小的频率偏移值和较快的恢复时间，在频率预同步方面既可以较快恢复，同时也不存在超调，且可以精确恢复到 0，验证了本文所提控制策略的优越性和有效性。

3.2 预同步控制过程测试

初始运行状态下，光储单元和同步发电机组各带 50 MW 负荷。5 s 时 VSG 控制切换到预同步控制策略，进行频率、相位和电压的预同步操作。图 8 所示为采用 A-MPC、MPC 和 PI 控制时预同步效果对比波形。

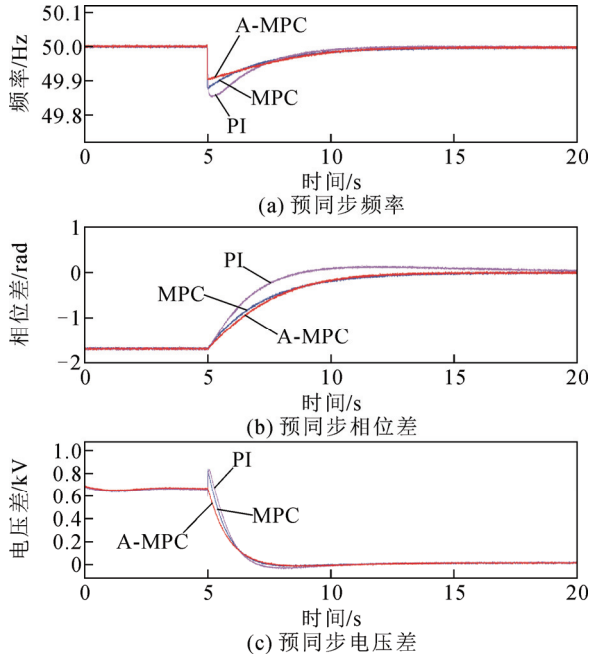


图 8　A-MPC，MPC 和 PI 控制对比

Fig.8　Comparison of A-MPC, MPC and PI control

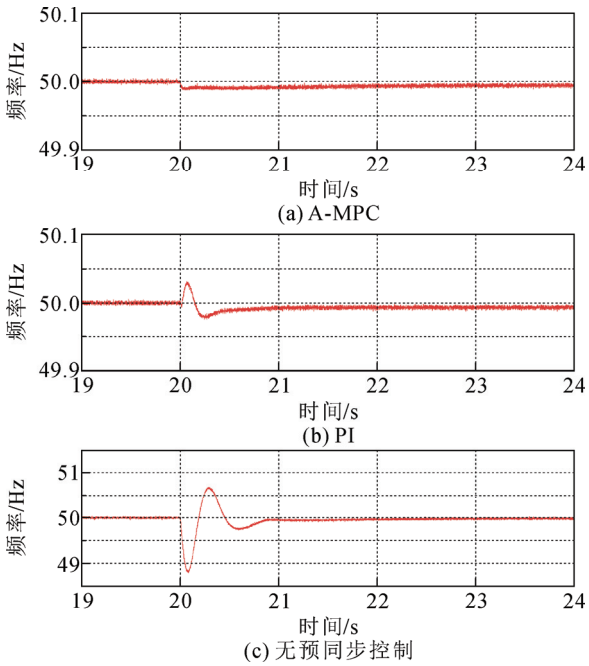


图 9　孤岛转并网 VSG 侧频率波形

Fig.9　Frequency waveforms of islanded to grid-connected VSG side

由图 8(a)可以看出，切换到预同步控制策略后，频率都会先下降再恢复，PI 控制的频率偏移量最大，恢复时间最短；MPC 的频率偏移量相较 PI 控制有所减小，但恢复时间较长；A-MPC 下频率最大偏移量最小，且恢复时间与 MPC 相当，即 A-MPC 控制既减小了预同步过程中频率的波动，其恢复时间又与其他控制相当。由图 8(b)可以看出，PI 控制下相位预同步速度较快，但稍有超调，且相位差在测试的时间内尚未减小到 0，而 MPC 和 A-MPC 相位差在短时间内精确地减小到了 0，其中 A-MPC 的预同步过程更平缓，且恢复时间稍短。由图 8(c)可以看出，3 种预同步策略下，电压差均会减小到 0，但 PI 控制与 MPC 的电压波动相当，A-MPC 下电压波动最小。

综合以上分析可以看出，A-MPC 的频率波动和恢复会更加平缓，在相位预同步中，A-MPC 精度更高，控制效果更好，在电压预同步中的电压波动更小，验证了采用本文所提的 A-MPC 预同步控制策略效果更加优越。

3.3　孤岛转并网过程测试

初始运行状态下，光储单元和同步发电机组各带 50 MW 负荷。经预同步控制后，20 s 时进行并网操作。图 9—图 12 为 A-MPC、PI 控制以及无预同步控制时的并网波形对比。

图 9 为并网前后 VSG 侧频率波形图。由图 9 可以看出，经 A-MPC 预同步控制后，并网时 VSG 侧频率波动最小，其次为 PI 控制，而无预同步控制时频率波动极大，已经超出了安全运行范围。

图 10 为并网前后 VSG 侧电压波形图。由图 10 可以看出，经 A-MPC 预同步控制后，并网前后电压基本相同，不产生波动，PI 控制预同步后电压产生较小波动；而若无预同步控制，则在并网一瞬间由于电压幅值和相位相差较大，PCC 点电压会强行变为一致而发生畸变，出现明显波动。

图 11 为并网前后 PCC 点 SG 测的电流波形图。可以看出，并网之前 PCC 点 SG 侧电流为 0。孤岛转并网时，经 A-MPC 预同步后，SG 侧电流平缓增加；经 PI 控制预同步后，由于相位差不为 0，因此并网点两侧势必存在电压差，并网瞬间将产生冲击电流，SG 侧电流有明显波动；而无预同步控制时，PCC 点两侧电压幅值和相角相差较大，并网瞬间会产生冲击电流，从而严重影响设备的运行性能和使用寿命。

图 12 为并网前后的功率波形图。可以看出，采用 A-MPC 预同步控制时，有功功率和无功功率均平缓变化；采用 PI 控制进行预同步时，由于存在冲击电流，会导致有功功率和无功功率的较小波动；而无预同步控制时，会产生较大冲击功率，从而威胁系统的稳定运行。

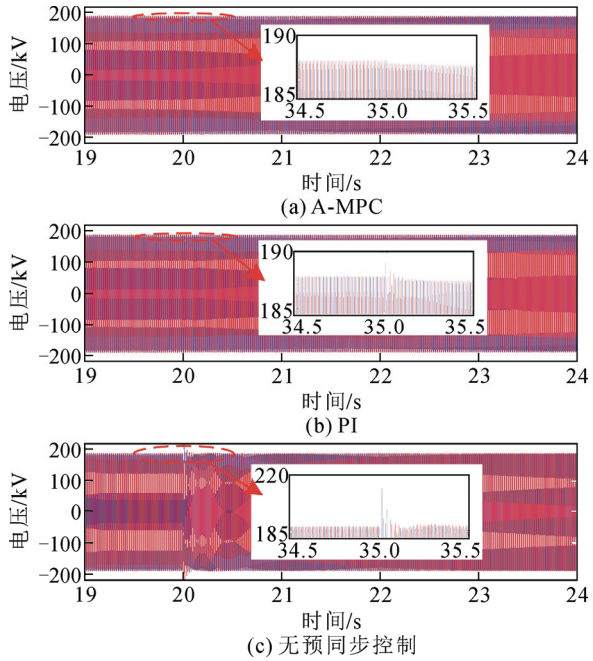


图 10 孤岛转并网 VSG 侧电压波形

Fig.10 Voltage waveforms of VSG side when islanded to grid

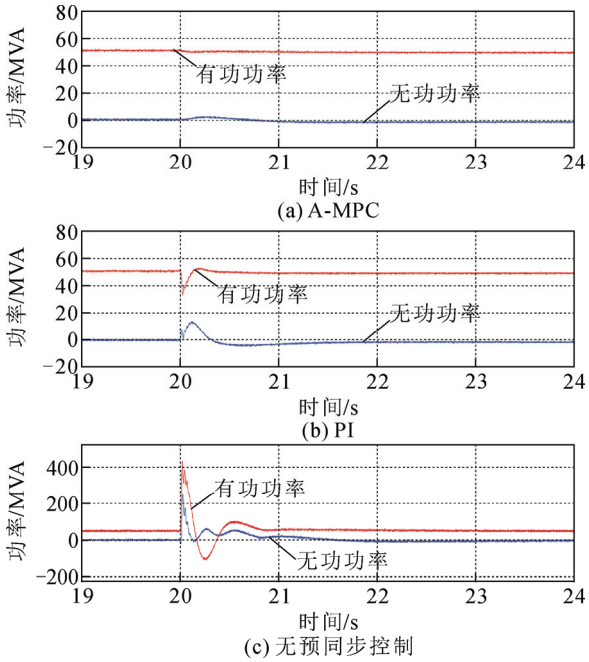


图 12 孤岛转并网 VSG 侧功率波形

Fig.12 Power waveforms of the VSG side when island to grid

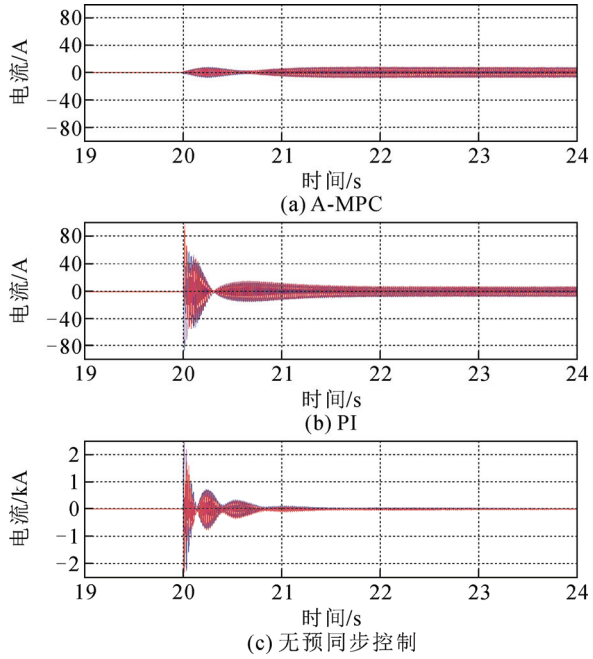


图 11 孤岛转并网 SG 侧的电流波形

Fig.11 Current waveforms of the SG side when islanded to grid

综合实验结果可得，相较于传统 PI 控制在预同步过程中存在控制精度较低、波动较大等缺点，本文所提基于 A-MPC 的平滑切换策略在 A-MPC 预同步过程中对频率、相位和电压的波动和恢复时间有更好的控制效果，且在孤岛转并网时可使频率、电压、电流以及功率波动更小，提高了系统稳定运行的能力。但以上研究均未考虑实际应用中存在的采样时间误差以及测量误差问题，在今后的研究中，将会进一步对其进行完善和探究。

4 结论

1）提出了一种依据频率变化量自适应调节的 A-MPC 平滑切换策略，优化了预同步过程中的频率、相位和电压响应特性，并且减小了孤岛转并网过程的电压电流冲击，提高了并网系统运行的稳定性。

2）通过控制器级硬件在环测试，对比了本文所提策略与传统策略的控制效果，验证了本文所提出策略的有效性和优越性。

3）针对基于 VSG 控制的光储单元平滑切换的问题提出了一种自适应模型预测控制策略，较好地完成了其在应用时存在的模式切换冲击问题，为其将来的大规模应用提供了一种解决方法。

参考文献 References

[1] 顾大钊. 奉献清洁电力，推进能源革命[J]. 工程(英文)，2020，6(12)：5-8.
GU Dazhao. Dedication to clean power and promotion of the energy revolution[J]. Engineering, 2020, 6(12): 5-8.

[2] 文劲宇. 高渗透率新能源电网规划与调控关键技术[J]. 电力工程技术，2020，39(3)：1.
WEN Jinyu. Key technologies for planning and regulation of high-permeability new energy power grids[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(3): 1.

[3] 李庆民，于万水，赵继尧. 支撑“双碳”目标的风光发电装备安全运行关键技术[J]. 高电压技术，2021，47(9)：3047-3060.
LI Qingmin, YU Wanshui, ZHAO Jiyao. Key technologies for the safe operation of wind and solar power generation equipment in support of the “Peak CO_2 Emissions and Carbon Neutrality” policy[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9): 3047-3060.

[4] 孟建辉，赵彭辉，王　毅，等. 基于虚拟惯性控制的多光储单元协同运行研究[J]. 电网技术，2021，45(5)：1921-1931.
MENG Jianhui, ZHAO Penghui, WANG Yi, et al. Cooperative operation of optical storage system based on virtual inertial control[J]. Power System Technology, 2021, 45(5): 1921-1931.

[5] LI Y, HE L, LIU F, et al. Flexible voltage control strategy considering distributed energy storages for DC distribution network[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 163-172.

[6] 马越超，王生铁，刘广忱，等. 基于虚拟直流发电机的风储直流微电网控制策略研究[J]. 高电压技术，2020，46(11)：3819-3829.
MA Yuechao, WANG Shengtie, LIU Guangchen, et al. Research on virtual dc generator-based control strategy of DC microgrid with wind/energy storage[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3819-3829.

[7] TAYYEBI A, GROB D, ANTA A, et al. Frequency stability of synchronous machines and grid-forming power converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1004-1018.

[8] 徐　政. 电力系统广义同步稳定性的物理机理与研究途径[J]. 电力自动化设备，2020，40(9)：3-9.
XU Zheng. Physical mechanism and research approach of generalized synchronous stability for power systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(9): 3-9.

[9] 刘　航，王　跃，刘永慧，等. 基于定量设计虚拟阻抗的 VSG 低电压穿越策略[J]. 高电压技术，2022，48(1)：245-256.
LIU Hang, WANG Yue, LIU Yonghui, et al. The LVRT strategy for VSG based on the quantitatively designed virtual impedance[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 245-256.

[10] 田梁玉，唐　忠，田　晨，等. 基于状态跟随器的微电网平滑切换研究[J]. 电网技术，2017，41(4)：1285-1290.
TIAN Liangyu, TANG Zhong, TIAN Chen, et al. Research of microgrid seamless switching based on state follower[J]. Power System Technology, 2017, 41(4): 1285-1290.

[11] 袁晓冬，楼冠男，陈　亮，等. 基于线性自抗扰的微电网平滑切换控制策略[J]. 电网技术，2017，41(12)：3824-3831.
YUAN Xiaodong, LOU Guannan, CHEN Liang, et al. Control strategy for microgrid seamless switching via linear active disturbance rejection[J]. Power System Technology, 2017, 41(12): 3824-3831.

[12] ZHENG F, LIN X Q, LIN Y Z, et al. Design of a novel hybrid control strategy for ES grid-connected inverter for smooth microgrid transition operation[J]. IEEE Access, 2019, 7: 171950-171965.

[13] 王明玥，罗　安，陈燕东，等. 三相逆变器的双模式及其平滑切换控制方法[J]. 电工技术学报，2016，31(16)：124-134.
WANG Mingyue, LUO An, CHEN Yandong, et al. The dual-mode control and seamless transfer control method of three-phase inverter[J]. Transactions of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2016, 31(16): 124-134.

[14] GANJIAN-ABOUKHEILI M, SHAHABI M, SHAFIEE Q, et al. Linear quadratic regulator based smooth transition between microgrid operation modes[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2021, 12(6): 4854-4864.

[15] 胡若男，王　玮，吴学智，等. 含智能软开关的主动配电网 3 阶段鲁棒电压控制方法[J]. 高电压技术，2020，46(11)：3752-3761.
HU Ruonan, WANG Wei, WU Xuezhi, et al. Three-stage robust voltage control method for active distribution network with soft open points[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3752-3761.

[16] 颜湘武，贾焦心，王德胜，等. 虚拟同步发电机的并网功率控制及模式平滑切换[J]. 电力系统自动化，2018，42(9)：91-99.
YAN Xiangwu, JIA Jiaoxin, WANG Desheng, et al. Power control and smooth mode switchover for grid-connected virtual synchronous generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(9): 91-99.

[17] RAMEZANI M, LI S, MUSAVI F, et al. Seamless transition of synchronous inverters using synchronizing virtual torque and flux linkage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(1): 319-328.

[18] ZHANG Q, LI Y, DING Z W, et al. Self-adaptive secondary frequency regulation strategy of micro-grid with multiple virtual synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 6007-6018.

[19] 陈来军，王　任，郑天文，等. 改善独立微网频率动态特性的虚拟同步发电机模型预测控制[J]. 电力系统自动化，2018，42(3)：40-47.
CHEN Laijun, WANG Ren, ZHENG Tianwen, et al. Model predictive control of virtual synchronous generator to improve dynamic characteristic of frequency for isolated microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(3): 40-47.

[20] 李帅虎，向丽珍，向振宇，等. 用于改善 VSG 频率响应的模型预测控制方法[J]. 高电压技术，2021，47(8)：2856-2864.
LI Shuaihu, XIANG Lizhen, XIANG Zhenyu, et al. MPC control method for improving VSG frequency response[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2856-2864.

[21] 董天翔，翟保豫，李　星，等. 风储联合系统参与频率响应的优化控制策略[J]. 电网技术，2021：1-11[2022-08-26]. https://doi.org/10.13335/j. 1000-3673. pst. 2021.1520.
DONG Tianxiang, ZHAI Baoyu, LI Xing, et al. Optimal control strategy for combined wind-storage system to participate in frequency response[J]. Power System Technology, 2021: 1-11[2022-08-26]. https://doi. org/10.13335/j. 1000-3673. pst. 2021.1520.

[22] ZHANG Q, LI Y, DING Z W, et al. Self-adaptive secondary frequency regulation strategy of micro-grid with multiple virtual synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 6007-6018.



王开让
1987—，男，博士，高工
主要从事储能仿真建模、规模化储能运行维护方面的研究
E-mail: krwang798@qq.com

WANG Kairang
Ph.D.
Senior engineer



赵一名
1995—，男，硕士，工程师
主要从事新能源与储能技术、继电保护技术方面的研究
E-mail: 2948439919@qq.com

ZHAO Yiming



孟建辉(通信作者)
1987—，男，博士，高工
主要从事新能源发电并网控制技术、电力电子技术在电力系统中的应用方面的研究
E-mail: mengjianhui2008@163.com

MENG Jianhui
Ph.D.
Senior engineer
Corresponding author

收稿日期　2022-03-21　修回日期　2022-09-08　　编辑　何秋萍